

使用峰值電流模式控制進行功率因數修正

Bosheng Sun

System Engineer

Marketing/PDS, Dallas

簡介

處理功率位準大於 75 W 時，離線電源供應器需要功率因數校正 (PFC)。PFC 的目標是控制輸入電流，使負載看起來像純電阻器。使用正弦 AC 輸入電壓時，輸入電流也必須為正弦。為了控制輸入電流，必須感測輸入電流。

設計人員通常會在 PFC 應用中使用兩種電流感測方法的其中一種。第一種方法是將分流電阻器置於 PFC 接地迴路 (在 [圖 1](#) 中指定為 R1) 以感測輸入電流，該輸入電流會被傳送到平均電流模式控制器 [1] (如 [圖 2](#) 所示)，以迫使輸入電流跟隨輸入電壓。由於分流電阻器可感測完整升壓電感器電流，因此這個電流感測方法可提供良好的功率因數及低總諧波失真 (THD)。但分流電阻器確實會造成額外功率損耗，所以這在需要高效率的應用中可能會是個問題。

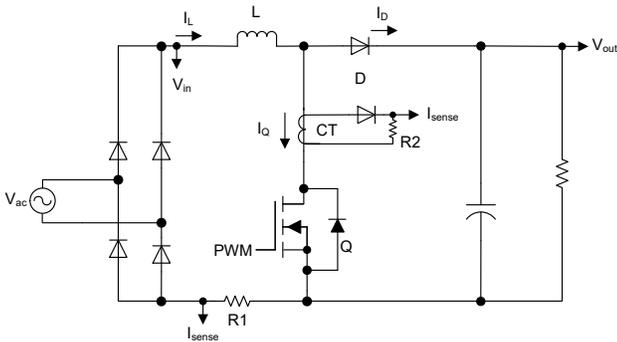


圖 1. PFC 的常用電流感測方法。

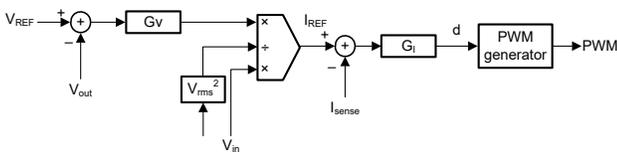


圖 2. PFC 的傳統平均電流模式控制。

第二種方法是將電流變壓器與升壓開關串聯，以感測 [圖 1](#) 中指定為 CT 和 R2 的切換電流。當分流器不適用時，則此方法為首選，例如交錯式 PFC [2] 和免半橋接 PFC [3]。由於電流變壓器只會感測切換電流 (I_Q) (而非全電感器電流) 以控制完整電感器電流，因此簡單的解決方案就是在電流變壓器輸出 (脈衝寬度調變 [PWM] 導通時間的中間) 時進行

取樣。取樣之所以有效，是因為中點瞬時電流值等於連續傳導模式 (CCM) 中的平均電感器電流值，如 [圖 3](#) 所示。此方法的功率損耗比第一種方法更少，不過也有其限制：PFC 的工作週期從 0% 到 100% 不等。當工作週期較小時，PWM 導通時間較小，很難在 PWM 導通時間中間進行精確取樣。任何取樣位置偏移都會造成回饋訊號錯誤，並使 THD 和功率因數劣化。

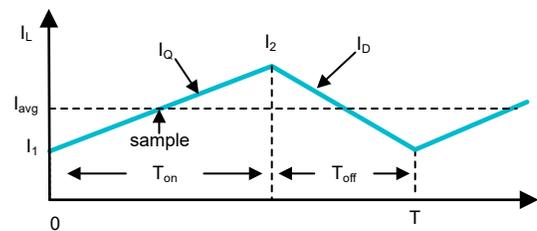


圖 3. CCM 中的 PFC 電感器電流波形。

本文件介紹新方法：特殊的尖峰電流模式，控制 PFC 並達到單位功率因數。此方法不需要分流器，因此可免除功率損耗。雖然其仍使用電流變壓器感測切換電流，但在 PWM 開啟時間中不需進行取樣，因此取樣位置偏移問題便會消失。另外還有其他好處。

CCM PFC 的尖峰電流模式控制

尖峰電流模式控制 [4] 廣泛用於 DC/DC 轉換器，但不適用於 PFC，因為 PFC 需要控制平均電流，而不是尖峰電流。控制電感器尖峰電流會導致 THD 劣化，且功率因數低。

透過使用如 [圖 4](#) 所示的特殊 PWM 產生器，PFC 可以實現尖峰電流模式控制。在 [圖 4](#) 中，感測到的切換電流 I_Q 與鋸齒波進行比較。鋸齒波尖峰值電壓 (V_{RAMP}) 從每個切換週期開始，其幅度在切換週期結束時線性下降到 0 V。升壓開關 (Q) 會在切換週期開始時開啟。Q 在 I_Q 超出鋸齒波時關閉。

這種 PWM 產生器已存在於幾乎所有數位電源控制器中，例如 TI 的 [C2000™ 即時微控制器](#) 和 [UCD3138](#)。這些數位

控制器具有配備可編程傾斜補償的尖峰電流模式控制模組。以 V_{RAMP}/T 的斜率設計補償，會產生所需的鋸齒波。

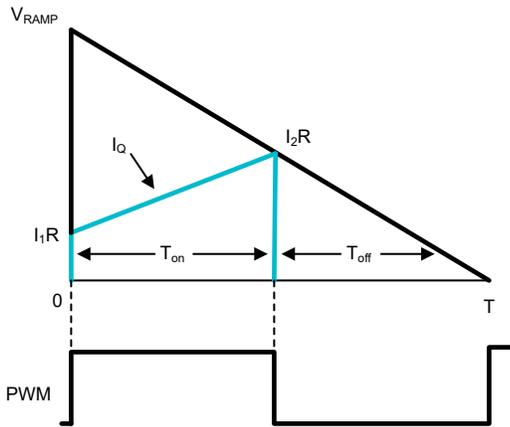


圖 4. CCM 中所建議方法的 PWM 波形產生。

為了達到單位功率因數，**方程式 1** 會將鋸齒波 V_{RAMP} 的峰值計算為：

$$V_{RAMP} = G_v * V_{out} + \frac{T_{on} * V_{out} * R}{2 * L} \quad (1)$$

其中 G_v 是電壓迴路輸出， V_{out} 是 PFC 輸出電壓， L 是升壓電感器的電感， R 是電流變壓器輸出的電流感測電阻器， T_{on} 是 PFC PWM 導通時間。

由於 PWM 導通時間在兩個連續切換週期中幾乎相同，因此您可使用前一個切換週期的 T_{on} 資訊計算此切換週期的 V_{RAMP} 值。

請看如何利用此控制方法達到單位功率因數。如圖 3 所示，在 T_{on} 期間，輸入電壓套用至電感器，導致電感器電流從 I_1 上升至 I_2 。採用 **方程式 2**：

$$I_2 - I_1 = \frac{V_{in} * T_{on}}{L} \quad (2)$$

其中 V_{in} 為 PFC 輸入電壓。**方程式 3** 計算各切換週期的平均電感器電流為：

$$I_{avg} = \frac{(I_1 + I_2)}{2} \quad (3)$$

將 **方程式 2** 代入 **方程式 3** 得到 **方程式 4**：

$$I_{avg} = I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \quad (4)$$

從 **圖 4**，**方程式 5** 為：

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T_{off}}{T} \quad (5)$$

方程式 6 適用於在 CCM 穩定狀態下運作的 PFC：

$$\frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (6)$$

將 **方程式 6** 代入 **方程式 5** 並求解 I_2 後得到 **方程式 7**：

$$I_2 = V_{RAMP} * \frac{V_{in}}{R * V_{out}} \quad (7)$$

將 **方程式 1** 和 **方程式 7** 代入 **方程式 4** 得到 **方程式 8**：

$$I_{avg} = \frac{G_v * V_{in}}{R} + \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} = \frac{G_v * V_{in}}{R} \quad (8)$$

在 **方程式 8** 中， G_v 是 PFC 電壓迴路輸出。它在穩定狀態下是恆定的，因此 I_{avg} 與 V_{in} 成正比，並遵循 V_{in} 的形狀。如果 V_{in} 是正弦波，則 I_{avg} 也會是正弦波。控制電感器尖峰電流可達到單位功率因數。

相較於傳統平均電流模式控制，此方法可免除電流分流電阻器造成的功率損耗。而相較於電流變壓器感測方法，此方法需要精確的取樣位置，因此不需要對電流進行取樣。相反的，類比的比較器會判定 PWM 關閉瞬間，免除了取樣偏移問題。

為了節省系統成本，部分設計人員偏好使用組合控制，其中單一控制器可同時控制 PFC 和 DC/DC 控制器。您可將組合控制器放置在 AC/DC 電源供應器的一次或二次側，其中每一個都各有優缺點。若選擇將組合控制器放在一次側，則 DC/DC 輸出電壓和電流資訊需跨隔離邊界傳送至一次側，而控制器和主機之間的通訊也需跨越隔離邊界。若選擇將組合控制器放在二次側，則因普通平均電流模式控制方法需要輸入 AC 電壓資訊，所以必須感測輸入電壓，並將其用於調變電流迴路參考。跨隔離邊界感測輸入電壓是一項挑戰。

在新的控制方法中，**方程式 1** 只包含 V_{out} ，不包含 V_{in} 。由於無需感測 V_{in} ，您可以免除 V_{in} 感測電路。此控制方法僅需電流變壓器輸出及 V_{out} 資訊。由於電流變壓器提供隔離功能，因此低成本光耦合器可感測 V_{out} ，並將其傳送至二次側。接著，您可將 PFC 控制器放在 AC/DC 電源供應器的二次側，並與同樣位於二次側的 DC/DC 控制器合併，共同建立可大幅降低系統成本的組合控制器。

DCM PFC 的尖峰電流模式控制

您可以將相同的演算法延伸至非連續導通模式 (DCM) 運作。圖 5 顯示 DCM 中的電感器電流波形。電感器電流在 T_{off} 末端下降到零，其餘 T_{dcm} 期間保持在零；因此， $T = T_{on} + T_{off} + T_{dcm}$ 。PWM 波形產生器與圖 4 相同，但 PWM 關閉時間是 $T_{off} + T_{dcm}$ ，而不是 T_{off} ，如圖 6 所示。

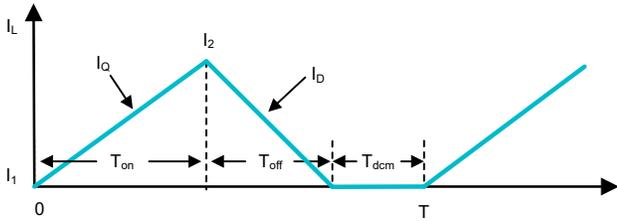


圖 5. DCM 中的 PFC 電感器電流波形。

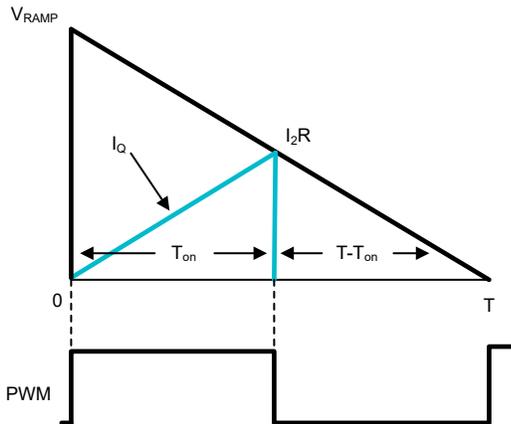


圖 6. DCM 中所建議方法的 PWM 波形產生。

重寫 [方程式 4](#) [方程式 9](#) 會計算一個切換週期內 DCM 中的平均電流：

$$I_{avg} = (I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L}) * \frac{T_{on} + T_{off}}{T} \quad (9)$$

在穩定狀態下，電感器伏特-秒必須在每個切換週期中達到平衡，進而導致 [方程式 10](#)：

$$V_{in} * T_{on} = (V_{out} - V_{in}) * T_{off} \quad (10)$$

求解 T_{off} 並代入 [方程式 9](#) 後得到 [方程式 11](#)：

$$I_{avg} = (I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L}) * \frac{T_{on} * V_{out}}{T(V_{out} - V_{in})} \quad (11)$$

從 [方程式 6](#)，[方程式 12](#) 為：

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T - T_{on}}{T} \quad (12)$$

[方程式 13](#) 將鋸齒波 V_{RAMP} 的峰值計算為：

$$V_{RAMP} = \left(\frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{T_{on} * V_{out}} + \frac{R * T_{on} * V_{in}}{2 * L} \right) * \frac{T}{T - T_{on}} \quad (13)$$

將 [方程式 13](#) 代入 [方程式 12](#) 並求解 I_2 後得到 [方程式 14](#)：

$$I_2 = \frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} \quad (14)$$

將 I_2 代入 [方程式 11](#) 後得到 [方程式 15](#)：

$$I_{avg} = \left(\frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \right) * \frac{T_{on} * V_{out}}{T(V_{out} - V_{in})} = \frac{G_v * V_{in}}{R} \quad (15)$$

在 [方程式 15](#) 中， G_v 在穩定狀態下是恆定的，因此 I_{avg} 與 V_{in} 成正比，並遵循 V_{in} 的形狀。如果 V_{in} 是正弦波，則 I_{avg} 也會是正弦波，因此可達到單位功率因數。

[方程式 9](#) 到 [方程式 15](#) 對 CCM 和 DCM 都有效，所以如果鋸齒波訊號峰值是根據 [方程式 13](#) 產生的，那麼 CCM 和 DCM 都可以達到單位功率因數。

[方程式 1](#) 是 [方程式 13](#) 的特殊情況，其中 $T = T_{on} + T_{off}$ 。對於輕負載 (PFC 在低負載時會進入 DCM 模式)，且 THD 和功率因數都不重要的應用領域，請使用等式 1 簡化實作。

測試結果

在 360-W PFC 評估模組 (EVM) 上驗證了此提議的控制方法。**图 7** 顯示輸入電流波形，其中可看到良好的正弦波電流波形。

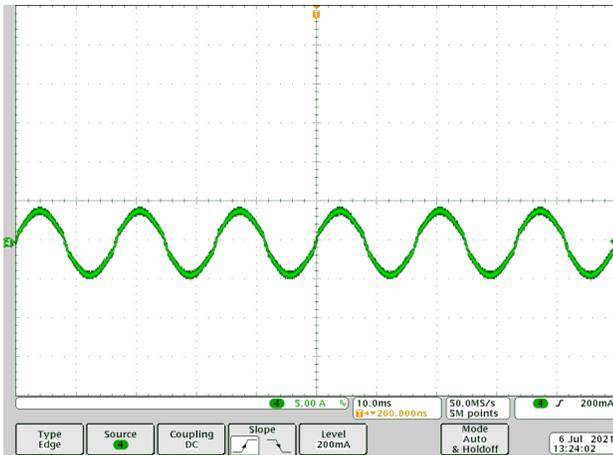


图 7. 360-W PFC EVM 上的測試結果。

結論

相較於傳統的平均電流模式控制方法，PFC 的創新峰值電流模式控制方法的優點相當多。將 PFC 控制器置於 AC/DC 電源供應器的二次側，建立含 DC/DC 控制器的組合控制器可降低成本。免除電流分流電阻器後，可因減少功率損耗而使效率提升。使用電流變壓器時，可因免除小型 PWM 任務造成的回饋訊號錯誤而改善 THD。最後，要在 C2000 MCU 和 UCD3138 等現有數位電源控制器上實作此控制方法，是十分簡單之事。

參考

1. 德州儀器：[離線電源供應器的高功率因數前置穩壓器](#)
2. 德州儀器：[設計 UCD3138 控制的交錯 PFC](#)
3. 德州儀器：[設計 UCD3138 控制的免橋接 PFC](#)
4. 德州儀器：[切換電源供應器的電流模式控制](#)

重要聲明：本文所述德州儀器及其子公司相關產品與服務經根據 TI 標準銷售條款及條件。建議客戶在開出訂單前先取得 TI 產品及服務的最新完整資訊。TI 不負責應用協助、客戶的應用或產品設計、軟體效能或侵害專利等問題。其他任何公司產品或服務的相關發佈資訊不構成 TI 認可、保證或同意等表示。

所有商標均為其各自所有者的財產。

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#) or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2023, Texas Instruments Incorporated